

CITED BY APPLICANT

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

corres

(19) 世界知识产权组织
国际局(43) 国际公布日:
2002年10月10日(10.10.02)

PCT

(10) 国际公布号:
WO 02/80424 A1

(51) 国际分类号: H04J 13/00

(21) 国际申请号: PCT/CN01/01618

(22) 国际申请日: 2001年12月12日(12.12.01)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
00128223.9 2000年12月18日(18.12.00) CN

(71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 信息产业部电信传输研究所(THE RESEARCH INSTITUTE OF TELECOMMUNICATION TRANSMISSION, MIIT) [CN/CN]; 中国北京市月坛南街11号, Beijing 100045 (CN)。东南大学(SOUTHEAST UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国江苏省南京市四牌楼二号, Jiangsu 210018 (CN)。

(72) 发明人;及

(75) 发明人/申请人(仅对美国): 尤肖虎(YOU, Xiaohu) [CN/CN]; 张伊(ZHANG, Yan) [CN/CN]; 王玲(WANG, Ling) [CN/CN]; 蒋良成(JIANG, Liangcheng) [CN/CN]; 程时昕(CHENG, Shixin) [CN/CN]; 中国江苏省南京市四牌楼二号, Jiangsu 210018 (CN)。

(74) 代理人: 中科专利商标代理有限责任公司(CHINA SCIENCE PATENT & TRADEMARK AGENT LTD); 中国北京市海淀区海淀路80号中科大厦16层, Beijing 100080 (CN)。

(81) 指定国(国家): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

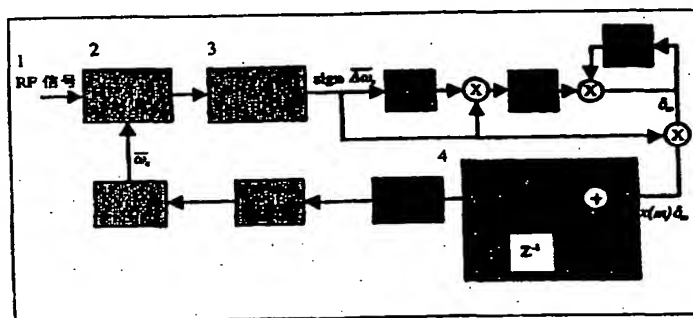
(84) 指定国(地区): ARIPO专利(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

本国际公布:
— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

(54) Title: A FREQUENCY AUTO-CORRECTION APPARATUS FOR CDMA MULTIPATH FADING CHANNEL

(54) 发明名称: 一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置



1—RF SIGNAL
2—DOWN FREQUENCY CONVERSION/DEMODULATION
3—FREQUENCY OFFSET ESTIMATOR
4—ACCUMULATING FILTER

REF. 5 DOCKET PL1040061

CORRES. COUNTRY: PCT

COUNTRY: PCT

(57) Abstract: A frequency auto-correction apparatus for CDMA multipath fading channel, comprise: a frequency error estimator, a frequency auto-correction loop filter and a carrier frequency adjuster. For a nondeterminacy of multipath signals under mobile communication environment, present invention provide a "multipath energy window" design method, wherein a effective frequency error information can be extracted from multipath window by simply arithmetic, and the frequency error can be estimated by maximum SNR weight process. To improve response speed of a AFC device, it provides a adjustment process of the variable order interval, and, as compared with general loop filter process, its response speed is greatly improved, whereby it can be better to meet the need of AFC function of CDMA mobile terminal.

[见续页]



(57) 摘要

一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置，包括频率偏差估计器、频率自动校正环路滤波器和载波频率调整。本发明针对移动通信环境下多径信号的不确定性，引入了“多径能量窗”设计方法，通过简单的运算，可从多径能量窗口中提取有效的频率偏差信息，并通过最大信噪比加权方法对频率偏差进行估计。为提高 AFC 装置的响应速度，提出一种可变阶踞累计调节方法，与普通环路滤波方法相比响应速度大大提高，能够较好地满足 CDMA 移动终端 AFC 功能的需要。

一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置

技术领域

本发明涉及 CDMA（码分多址）蜂窝通信系统，特别涉及适合于码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置。

背景技术

移动通信以其特有的灵活、便捷的优点满足了现代社会人们对通信技术的要求，成为 80 年代中期以来发展最为迅速的通信方式。在移动通信的多种体制中，CDMA 蜂窝通信技术以其频率规划简单、系统容量大、抗多径能力强、通信质量好、电磁干扰小等特点显示出巨大的发展潜力。由美国 Qualcomm 公司最先提出、目前在世界范围内得到较快发展的 IS-95 CDMA 蜂窝通信系统即采用该技术。第三代数字蜂窝移动通信系统的几种主要候选方案均建立在 CDMA 技术基础上。

在移动通信系统中，由于受体积和成本等方面的限制，移动终端的初始频率稳定度约限制在 1ppm，所带来的基站和移动终端之间的频率差约为数百赫兹至数千赫兹，为此必须在移动终端中引入频率自动校正（AFC）功能，以降低上述频率差所带来的系统性能下降。

移动通信系统中存在着多径衰落现象，会造成严重的多径干扰，AFC 的设计应充分考虑多径衰落信道所带来的影响。在采用了扩展频谱技术的 CDMA 蜂窝移动通信系统中，通常需要发送带有确知信息的导频（*Pilot*）信号，通过对导频信号的接收，可以实现对多径信号的幅度和相位信息进行估计。考虑到收发两端的固定频偏叠加在多径衰落信号的相位信息中，通过对多径信道估计信息的简单处理，便能够提取出收发两端的频率偏差估计值。使用该估计值对移动终端的本地频率基准源进行相应的调整，便可实现所需的 AFC 功能。上述对频偏信息进行提取，并以此对本地频率基准源进行调整的方法称作 AFC 环路设计。

CDMA 接收机 AFC 环路的设计除了应能够在多径衰落信道环境下稳定可靠地工作外，还应具有较快的响应速度，在移动终端开机时或失锁后重新回到工作状态时，能够在较短的时间内对收发两端的频率差进行补偿。

发明内容

本发明的目的是针对移动通信环境下多径信号的不确定性，引入了“多径能量窗”设计方法，从多径能量窗口中提取有效的多径信息以及频率偏差信息，并采用了可变阶距累积环路滤波方法，使本发明提出的 AFC 装置具备快速的响应速度，能够较好地满足 CDMA 移动终端 AFC 功能的需要。

5 为实现本发明的目的，码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置包括：频率偏差估计器；频率自动校正环路滤波器；载波频率调整。

本发明针对移动通信环境下多径信号的不确定性，引入了“多径能量窗”设计方法，通过简单的运算，可从多径能量窗口中提取有效的频率偏差信息，并通过最大信噪比加权方法对频率偏差进行估计。为提高 AFC 装置的响应速度，提出一种可变阶距累积调节方法，与普通环路滤波方法相比响应速度大大提高，能够较好地满足 CDMA 移动终端 AFC 功能的需要。

附图说明

图 1 为自动频率校正装置实现流程图。

15 图 2 为频率偏差估计器实现流程框图。

发明的具体实施方式

本发明的装置由频率偏差估计器、频率自动校正环路滤波器和载波频率调整三部分组成。

20 1、频率偏差估计器：由信道参数估计和频率偏差估计两部分组成。图 2 示出了具体的频率偏差估计器实现流程框图。

信道参数估计：信道参数估计由抽头延迟线和并行相关器两个部分组成，其基本原理如下：

CDMA 系统中的导频 (*Pilot*) 信道用于传送事先确知的导频序列，可用于系统定时和载波的提取、信道估计、越区切换等。若系统同时发射若干个信道的信号，则等效基带接收信号可表示为：

$$r(t) = \sum_n c_n \cdot \sum_i d_i s_i(t - n/W) + z(t) \quad [\text{公式 1}]$$

其中， $\underline{d_i}$ 和 $s_i(t)$ 表示下行信道第 i 个码分信道所发送的符号与等效基带信号； $i=0$ 的分项对应于 *Pilot* 信道，不失一般性，可假设导频道信所发送的符号 $d_0=0$ ；

$1/W = T_c$ 为一个码片的时间宽度； $z(t)$ 是零均值的复数白色高斯噪声； c_n 为信道第 n 径的衰落因子。信道参数估计的目的在于根据接收信号 $r(t)$ 和确知的导频序列 $s_0(t)$ 估计出信道衰落因子 c_n 。

假设移动信道为频率选择性慢衰落信道模型，则可认为 c_n 在信道估计区间 $t \in [0, NT_c]$ 内近似为常数。由此可得出 c_n 以及频偏参差分项 $e^{j\Delta\omega_c t}$ 的复合估计值如下：

$$\bar{c}_n(N) = \frac{1}{NE_c} \int_0^{NT_c} r(t + nT_c) \cdot s_0^*(t) dt = c_n \cdot \left\{ e^{j\Delta\omega_c NT_c / 2} \frac{\sin(\Delta\omega_c NT_c / 2)}{\Delta\omega_c NT_c / 2} \right\} + N_a + N_c + N_z$$

[公式 2]

式中 N_a 、 N_c 和 N_z 分别是扩频码的相关特性不够理想造成的多径干扰、多址干扰以及白噪声通过相关器后产生的输出； T_c 为一个码片的时间宽度， NT_c 为信道估计的积分区间； E_c 是导频信道在一个码片之内的发送能量。

频率偏差估计：

若进一步假设 c_n 在接连两个区间 $t \in [0, NT_c]$ 和 $t \in [NT_c, 2NT_c]$ 内近似保持不变，则可计算出

$$E\{\bar{c}_n^*(N) \bar{c}_n(N+1)\} = |c_n|^2 e^{j\Delta\omega_c NT_c} \left[\frac{\sin(\Delta\omega_c NT_c / 2)}{\Delta\omega_c NT_c / 2} \right]^2 \quad [公式 3]$$

式中 $E\{\cdot\}$ 表示集合平均， $\bar{c}_n(N+1)$ 为区间 $t \in [NT_c, 2NT_c]$ 上的估计值，并假定 N_a 、 N_c 和 N_z 在两个积分区间所得到的值是互不相关的。公式 2 和 3 是针对单径进行的，若考虑所有的有效多径的影响，则可得到最大比合并估计公式如下：

$$E\left\{\sum_n \bar{c}_n^*(N) \bar{c}_n(N+1)\right\} = e^{j\Delta\omega_c NT_c} \left[\frac{\sin(\Delta\omega_c NT_c / 2)}{\Delta\omega_c NT_c / 2} \right]^2 \sum_n |\bar{c}_n|^2 \quad [公式 4]$$

若用 M 次时间平均估计值取代相应的集合平均，则可得到

$$\overline{\Delta\omega_c} = \frac{1}{NT_c} \arg\left(\sum_{N=1}^M \sum_n \bar{c}_n^*(N) \bar{c}_n(N+1)\right) \quad [公式 5]$$

式中 $\overline{\Delta\omega_c}$ 的有效估计范围为：

$$-\frac{\pi}{NT_c} < \overline{\Delta\omega_c} < \frac{\pi}{NT_c} \quad [公式 6]$$

公式 1 中信道衰落因子 c_n 的有效分布范围定义为多径信号能量分布窗口（简称

为多径能量窗), 该窗口的大小由多径信道的时延扩展范围确定。为方便以下的讨论, 设 c_n 的有效分布范围为 $n \in [-L_1, L_2]$ 。在城市、乡村和山区多径衰落环境下, 该窗口的大小分别约为 $3\mu S$ 、 $6\mu S$ 和 $15\mu S$ 。窗口的大小与蜂窝通信系统所处的环境有关, 而与所使用的频段无关。为使扩频接收机能够适用于各种环境, 多径能量窗口的大小应
5 按最大可能值选取, 通常不大于 $30\mu S$, 则 $L = L_2 - L_1 + 1$ 的取值应不大于 $30\mu S/T_c$ 。

在多径能量窗口内, 并不是所有的信号到达径均是有效的。为此应设定合适的门限, 对窗口内每一径信号的能量 (也即 c_n 的强度) 进行判决。若位于同一径位置上的信道估计强度值连续两次大于门限, 则为有效到达信号径; 否则则为纯干扰径
10 (IOP)。为避免性能恶化, 所有的纯干扰径均不应参加运算。判决门限的选取应略大于导频信号 (PN 码) 部分互相关 (*Partial Correlation*) 值的旁瓣值。

为简化计算, 便于 FPGA/ASIC 设计实现, 采用下列象限判决法对频率偏差估计的极性进行估计:

$$x = \text{sign}(\overline{\Delta\omega_c}) = \begin{cases} +1, & \text{if } \text{Im}\left\{\sum_{N=1}^M \sum_n \bar{c}_n^*(N) \bar{c}_n(N+1)\right\} > 0 \\ -1 & \text{if } \text{Im}\left\{\sum_{N=1}^M \sum_n \bar{c}_n^*(N) \bar{c}_n(N+1)\right\} < 0 \end{cases}$$

15

[公式 7]

对该极性估计值进行必要的环路滤波, 其输出经过 D/A(数/模)转换后, 用于调整移动终端的本地基准频率源 VCO(压控振荡器), 使之逐渐逼近实际载波频率。

2、环路滤波设计:

20 本发明所使用滤波环路可参见图 1。一个简单的环路滤波方法是使用固定阶距 (步长) 的环路滤波器, 但由于缺乏 $\overline{\Delta\omega_c}$ 的幅度信息, 使得环路调节的收敛速度大为减慢或使得收敛后的频偏抖动误差较大。这是由于在频偏很大的情形下, 采用较小的阶距会导致较长的收敛时间; 而在 VCO 的输出接近载波频率时, 频偏抖动误差则由阶距所决定, 阶距越小, 抖动误差也越小。为此本发明提出了以下自适应变阶
25 距的环路调节方法, 它可大大加快滤波环路的收敛速度并保证收敛后具有较小的频偏抖动误差, 其基本方法论述如下。

计算机仿真结果表明, 在频偏较大时, $\overline{\Delta\omega_c}$ 的估计较为准确, 其极性输出 x 基本为同符号; 而在 VCO 的输出接近实际载波频率时, 其极性输出 x 取异符号的概率增大。基于上述事实, 本发明提出以下的自适应变阶距调节算法, 由阶距计算单元和自适应的累加滤波器组成。

5 阶距计算单元:

设 $\overline{\Delta\omega_c}$ 的第 $m-1$ 个极性输出为 $x(m-1)$ 时, 所采用的 AFC 环路滤波阶距为 δ_{m-1} , 则其第 m 个输出时的阶距 δ_m 由下式给出:

$$\delta_m = \delta_{m-1} K^{x(m)x(m-1)}, \quad K > 1 \quad [\text{公式 8}]$$

10 即当 $x(m)$ 和 $x(m-1)$ 同号时, δ_m 为 δ_{m-1} 的 K 倍; 异号时, δ_m 为 δ_{m-1} 的 $1/K$ 倍。同号和异号分别对应着频偏较大 (频率调节阶段) 和较小 (频率锁定阶段) 的两种情形。前者增加阶距, 以缩短跟踪时间; 后者减小阶距, 以提高 AFC 的精度。

自适应的累加滤波器:

设图 1 中的累加滤波输入和输出分别为 $\delta_m x(m)$ 和 $y(m)$, 则成立

$$y(m) = \sum_{i=-\infty}^m \delta_{m-i} x(m-i) = y(m-1) + \delta_m x(m) \quad [\text{公式 9}]$$

15 其冲激响应的 Z 变换为:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\delta_m}{1 - z^{-1}} \quad [\text{公式 10}]$$

可见公式 10 的实质就是自适应的累加滤波器, 其系数按公式 8 进行更新。

20 在实际实现 AFC 环路滤波时, 可采用易于实现的常数因子 K , 例如可取 $K = 2$; 这样公式 8 的计算可以逻辑移位的方式进行。为保证移动终端在失锁后能够快速返回到锁定状态, 应在尽可能缩小频偏抖动误差的同时, 限定阶距因子的最小值和最大值范围, 例如可限定阶距因子在以下的范围内:

$$1 > \delta_m > 2^{-12}, \quad \text{for } \forall m \quad [\text{公式 11}]$$

25 这样既可保证 AFC 环路在收敛状态下具有较小的频偏抖动误差, 又能在移动终端发生突然的失锁后, 使阶距因子能够快速调节到较大的取值。阶距的初始值则可取公式 11 所示范围的中间值:

$$\delta_0 = 2^{-6} \quad [\text{公式 12}]$$

本发明采用了自适应可变阶距累积环路滤波方法, 其计算简单, 仅需要移位和

累加运算，特别适合于逻辑电路实现。通过自适应地调节阶距因子的大小，大大加快了 AFC 环路的响应速度，能够较好地满足 CDMA 移动终端 AFC 功能的需要。

3、载波频率调整：

5 自适应的累加滤波器的输出经过 D/A 转换，所得到的电压信号经过低通环路滤波器（LPF），用于控制压控振荡器（VCO）的本地载波频率，使之逐渐逼近接收信号的载波频率值。

由上述可知，本发明提出的一种适用于多径衰落信道的 AFC 装置可分为频率偏差估计器、AFC 环路滤波器和载波频率调整三个部分。图 2 示出了多径衰落信道的 AFC
10 装置的具体实施框图。该装置各部分的具体构成及功能描述如下。

频率偏差估计器：由信道参数估计和频率偏差估计两部分组成。

信道参数估计由抽头延迟线和并行相关器两个部分组成。抽头延迟线接收基带采样信号，采样间隔为 T_c/M ， M 根据具体应用可取值为 2、4 或 8。并行相关器受外部定时的控制，完成公式 2 中多径能量窗口内所有多径信道衰落参数 $\overline{c_n(N)}$ 和频偏
15 参差分项 $e^{j\Delta\omega_c}$ 的复合估计值的计算，其结果由频率偏差估计部分进行处理。

频率偏差估计单元根据复合估计值完成公式 3 或公式 4 的计算，具体实现时用 M 次时间平均估计值取代相应的集合平均，即得到所需的频率偏差估计值 $\overline{\Delta\omega_c}$ 。象限判决法对频率偏差估计的极性进行估计，将极性估计值 $x(m)$ 送往 AFC 环路滤波器。

AFC 环路滤波器：由阶距计算单元和自适应的累加滤波器组成。阶距计算单元
20 根据频率偏差估计值 $\overline{\Delta\omega_c}$ 按公式 8 完成其第 m 个输出时的阶距 δ_m 计算，将 $\delta_m x(m)$ 作为自适应的累加滤波器的输入信号。自适应的累加滤波器对 $\delta_m x(m)$ 进行公式 10 的自适应的累加滤波，其结果送往载波频率调整部分。

载波频率调整：自适应的累加滤波器的输出经过 D/A 转换，所得到的电压信号经过低通环路滤波器（LPF），用于控制压控振荡器（VCO）的本地载波频率，使之逐渐
25 逼近接收信号的载波频率值。

实施例

以下以 CDMA2000-1x 系统移动终端为例，说明本发明的具体实施方法。
CDMA2000-1x 系统的下行信道包含有连续发送的导频信道，可用于移动终端接收机的定时提取、初始同步、小区搜索和相干解调等。在该系统中，扩频码片速率为
30 1.2288Mcps，码片间隔为 $T_c = 1/1.2288$ 微秒，导频信道 PN 码为 2^{15} 长度的伪随机序列。

接收机采用 4 倍码片采样率, 即 $\Psi=4$, 每一信道估计积分周期长度取为 $256T_c$, 多径能量窗口的长度取值为 $32T_c$ 。由于 AFC 电路需要与扩频 RAKE 接收电路配合使用, 而在 RAKE 接收机中信道参数估计 \bar{c}_n 的计算是必需的, 因而可以直接利用 RAKE 接收机信道估计结果中的有效信号到达径进行自相关运算 (见公式 4 和 5), 然后对其结果进行象限判决 (见公式 7), 得到 AFC 滤波环路所需的频偏极性估计。

在本实施例中, 具体 AFC 环路滤波参数取值如下: $K=2$, $\delta_0=2^{-6}$, δ_m 的取值范围符合公式 11 的要求, 累加滤波器的运算精度为 14 比特, D/A 转换器的精度为 8 比特。可校正的最大频率偏差为 $\pm 2400\text{Hz}$ 。

本实施例已应用于自行研制的符合 3GPP2 Release A 标准的 CDMA2000-1x 蜂窝移动通信车载移动台样机中。该样机中的扩频接收部分采用 Xilinx 公司的 XC4085x1a FPGA 芯片加以实现。经过实际测试, 利用本发明所设计的 AFC 环路在车载移动多径衰落环境下, 能够较为快速稳定地工作。使用变阶距的 AFC 环路初始同步时间约为 0.1 秒, 较采用固定阶距的传统 AFC 环路可降低同步时间约一个量级。

本发明采用了可变阶距累积环路滤波方法, 其计算简单, 仅需要移位和累加运算, 特别适合于逻辑电路实现, 通过自适应地调节阶距因子的大小, 大大加快了 AFC 环路的响应速度, 能够较好地满足 CDMA 移动终端 AFC 功能的需要。

本发明提出的 AFC 装置可与扩频 RAKE 接收机配合使用, 利用扩频 RAKE 接收机提供的多径信道估计, 可方便地计算出 AFC 所需的频率偏差估计信息。

权 利 要 求

1. 一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置，其特征在于该装置由以下三部分组成：

- 5 1) 频率偏差估计器；
 2) 频率自动校正环路滤波器；
 3) 载波频率调整。

2. 如权利要求 1 所述的一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置，其特征在于：

- 10 (1) 频率偏差估计器由信道参数估计和频率偏差估计两部分组成，前者接收基带采样信号，采样间隔为 T_c/M ，完成多径能量窗口内所有多径信道衰落参数 $\overline{c_n}(N)$ 和频偏参差分项 $e^{j\Delta\omega_c t}$ 的复合估计值的计算，后者根据复合估计值得到所需要的频率偏差估计值 $\overline{\Delta\omega_c}$ ，用象限判决法对频率偏差估计的极性进行估计，将极性估计值 $x(m)$ 送往 AFC 环路滤波器；
15 (2) 频率自动校正环路滤波器由阶距计算单元和自适应的累加滤波器组成，阶距计算单元根据频率偏差估计值 $\overline{\Delta\omega_c}$ ，完成其第 m 个输出时的阶距 δ_m 计算，将 $\delta_m x(m)$ 作为自适应的累加滤波器的输入信号，自适应的累加滤波器进行自适应的累加滤波，其输出送往载波频率调整部分；
 (3) 载波频率调整将自适应的累加滤波器的输出经过 D/A 转换，得到的电压
20 信号经过低通环路滤波器 (LPF)，用于控制压控振荡器 (VCO) 的本地载波频率，使之逐渐逼近接收信号的载波频率值。

3. 如权利要求 2 所述的一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置，其特征在于频率偏差估计器估计出多径能量窗口内的有效到达信号径的信道衰落因子 c_n 以及频偏参差分项 $e^{j\Delta\omega_c t}$ ，从而得到所需的频率偏差估计值 $\overline{\Delta\omega_c}$ 。

- 25 4. 如权利要求 2 所述的一种码分多址多径衰落信道的频率自动校正装置，其特征在于：AFC 环路滤波器采用了自适应可变阶距累计环路滤波方法，其计算简单，仅需要移位和累加运算，特别适合于逻辑电路实现。

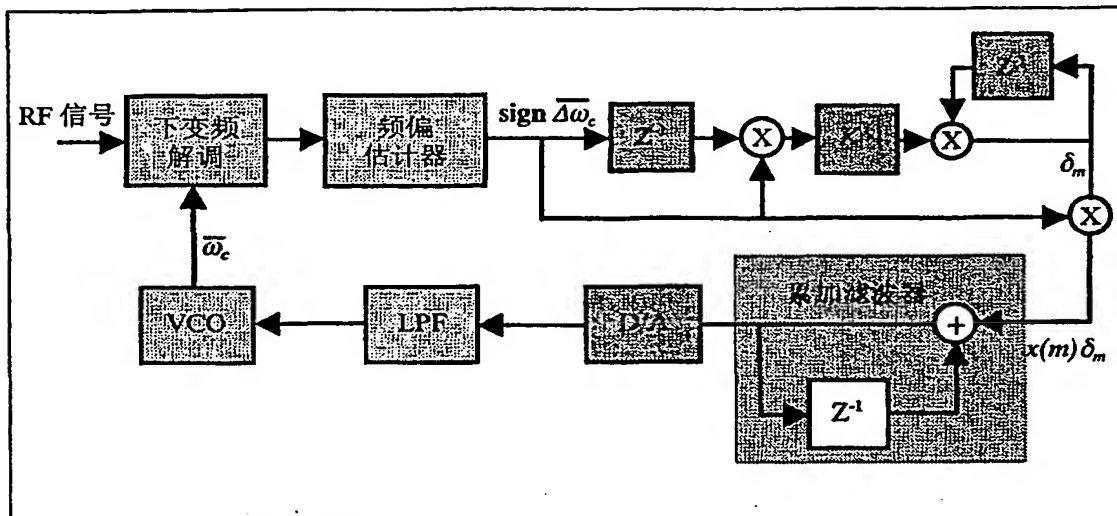


图 1

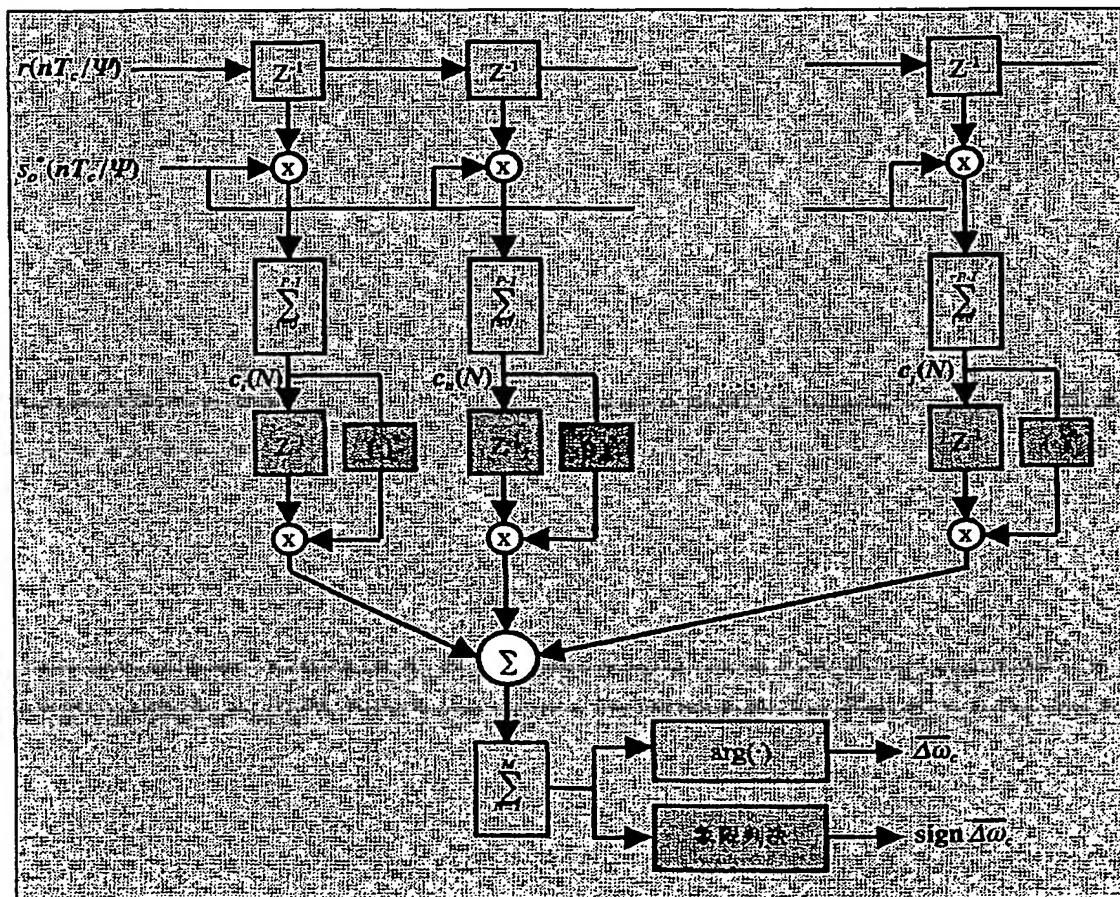


图 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN01/01618

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC⁷: H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC⁷: H04J13/00, H04Q7/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CDMA,channel,multipath, fading,frequency,offset, correction,estmiator, energy, filter

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN1147321A(NEC CORP)31.May.2000 (31.05.00) See page4,line 5 to page5,line24, figure 4	1
X	WO0048346A2(ANRITSU COMPANY) 17.Aug..20006(17.08.00) See page 4, lines2 to page 5, line3, figure 1	1
X	WO9622661A2(QUALCOMM INCORPORATED)25.Jun.1996(25.06.96) See page6,line9 to page8,line7, figure 4 to figure 9	1

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

27.Jun..2002(27.062002)

Date of mailing of the international search report

18. July 2002 (18.07.02)

Name and mailing address of the ISA/CN

6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District,
100088 Beijing, China
Facsimile No. 86-10-62019451

Authorized officer

Telephone No. 86-10-62093342

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN01/01618

Patent document Cited in search report	Publication Date	Patent family member(s)	Publication Date
CN1254994A	31.05.00	EP0991188A2	05.04.00
		JP2000115127A	21.04.00
WO0048346A2	17.08.00	US6301311A	09.10.01
WO9622661A2	25.07.96	EP0801870A1	22.10.97
		US5691974A	25.11.97

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN01/01618

A. 主题的分类

IPC⁷: H04J13/00

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC⁷: H04J13/00 H04Q7/00

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

CDMA, channel, mutipath, fading, frequency, correction, error, estimator, energy, filter

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
X	CN1254994A (日本电气株式会社) 31.5 月 2000 (31.05.00) 说明书第 4 页 5 行至第 5 页 24 行, 图 4	1
X	WO0048346A2 (ANRITUS 公司) 17.08 月 2000 年 (17.08.00) 说明书第 4 页行至第 6 页 3 行, 图 1	1
X	WO9622661A2 (夸尔柯姆公司) 25.6 月 96 (25.06.06) 说明书第 6 页 9 行至第 8 页 7 行, 图 4 至图 9	1

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的专用类型:

“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的申请或专利

“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理

“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性

“&” 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期

2002 年 6 月 27 日

国际检索报告邮寄日期

18. 7 月 2002 (18 07 02)

国际检索单位名称和邮寄地址

ISA/CN

中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)

传真号: 86-10-62019451

受权官员

电话号码: 86-10-62093342



PCT/ISA/210 表(第 2 页续页)(1998 年 7 月)

国际检索报告
关于同族专利成员的情报

国际申请号
PCT/CN01/01618

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
CN1254994A	31.05 月 00 年	EP0991188A2	05.04.00
		JP2000115127A	21.04.00
WO0048346A2	17.08 月 00 年	US6301311A	09.10.01
WO9622661A2	25.07 月 96 年	EP0801870A1	22.10.97
		US5691974A	25.11.97

PCT/ISA/210 表(同族专利附件) (1998 年 7 月)

THIS PAGE BLANK (USPTO)